

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-237769

(43)Date of publication of application : 23.08.2002

(51)Int.Cl. H04B 3/23  
G10L 21/02  
H04R 3/02

(21)Application number : 2001-032422

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP  
<NTT>

(22)Date of filing : 08.02.2001

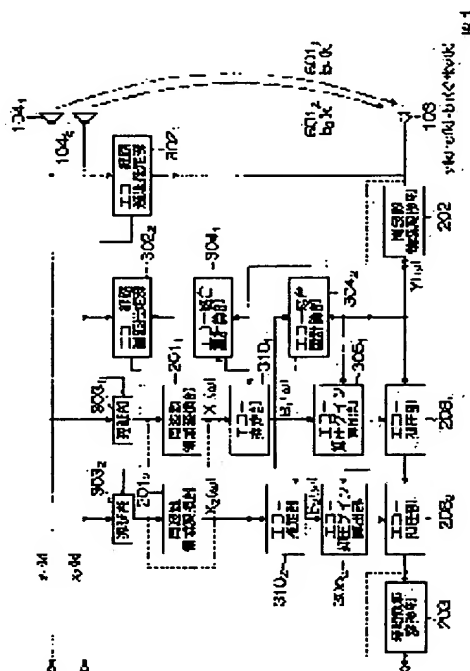
(72)Inventor : SAKAUCHI KIYOTAKA  
TANAKA MASAFUMI  
HANEDA YOICHI  
YAMAMORI KAZUHIKO

## (54) MULTI-CHANNEL ECHO SUPPRESSING METHOD AND ITS DEVICE AND ITS PROGRAM AND ITS RECORDING MEDIUM

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To calculate echo path connection quantity without detecting one side speaking state by a multi-channel system.

SOLUTION: Echo propagation delay is detected from each correlation between a sound collection signal  $y(k)$  and reception signals  $x1(k)$  and  $x2(k)$  (3021 and 3022), and the  $x1(k)$  and  $x2(k)$  are respectively delayed, and the respective power rates of the  $y(k)$  to the delayed  $x1(k)$  and  $x2(k)$  are calculated in each short time (3041 and 3042), and the minimum value is updated so that each echo path connection quantity can be calculated. Then, they are respectively multiplied by the delayed  $x1(k)$  and  $x2(k)$  so that echo  $be1(k)$  and  $be2(k)$  can be estimated (3101, 3102), and echo reduction gains  $G1$  and  $G2$  are calculated by using the echo  $be1(k)$  and  $be2(k)$  and each echo connection quantity and the  $y(k)$  (3051 and 3052), and the  $y(k)$  is multiplied by the gains  $G1$  and  $G2$  so that echo suppression can be realized (2081 and 2082).



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 29.10.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3607625

[Date of registration] 15.10.2004

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-237769

(P2002-237769A)

(43) 公開日 平成14年8月23日 (2002.8.23)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H 0 4 B 3/23		H 0 4 B 3/23	5 D 0 2 0
G 1 0 L 21/02		H 0 4 R 3/02	5 K 0 4 6
H 0 4 R 3/02		G 1 0 L 9/00	F

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2001-32422(P2001-32422)

(22) 出願日 平成13年2月8日 (2001.2.8)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 阪内 澄子

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 田中 雅史

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100066153

弁理士 草野 卓 (外1名)

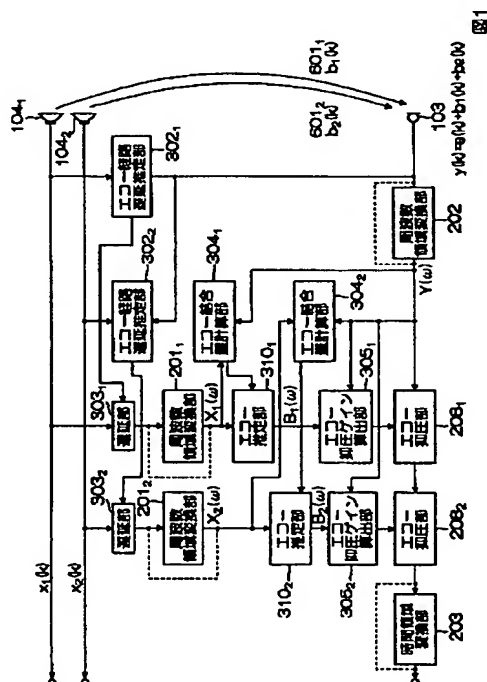
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多チャネル反響抑圧方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 多チャネル系で片側発話状態の検出を行うことなく、エコー経路結合量の計算を可能とした。

【解決手段】 收音信号  $y(k)$  と受話信号  $x_1(k)$ ,  $x_2(k)$  との各相関よりエコー伝搬遅延を検出し (3021, 3022),  $x_1(k)$ ,  $x_2(k)$  をそれぞれ遅延させ、遅延された  $x_1(k)$ ,  $x_2(k)$  に対する  $y(k)$  の各パワー比を短時間毎に求めて (3041, 3042)、最小値を更新して各エコー経路結合量とし、これらにそれぞれ遅延  $x_1(k)$ ,  $x_2(k)$  を乗算してエコー  $be_1(k)$ ,  $be_2(k)$  を推定し (3101, 3102),  $be_1(k)$ ,  $be_2(k)$  と前記各エコー結合量と  $y(k)$  をそれぞれ用いてエコー抑圧ゲイン  $G_1$ ,  $G_2$  を計算し (3051, 3052),  $G_1$ ,  $G_2$  を  $y(k)$  に乗算して、エコー抑圧する (2081, 2082)。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号と1チャンネルの受信信号との各チャンネルごとのパワー比をそれぞれ所定時間毎に算出し、これら逐次算出する各チャンネルのパワー比の内、時刻にわたって最小値を各チャンネル受信信号のエコー経路結合量として保持し、その各チャンネルのエコー経路結合量を対応するチャンネルの受信信号にそれぞれ乗算してN個のエコー信号を推定し、

上記受信信号のパワーからこれらN個のエコー信号のパワーを差し引いたパワーを、上記受信信号のパワーで規格化してN個のエコー抑圧ゲインを算出し、これらN個のエコー抑圧ゲインを上記受信信号に乗算することを特徴とする多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項2】 上記各チャンネルの受信信号と上記受信信号をそれぞれ短時間スペクトルに変換し、上記エコー経路結合量は上記短時間スペクトルのエコー経路結合量であり、上記N個のエコー信号は短時間スペクトルのエコー信号であり、上記エコー抑圧ゲインは短時間スペクトルのエコー抑圧ゲインであり、上記エコー抑圧ゲインの受信信号に対する乗算は短時間スペクトルのエコー抑圧ゲインの受信信号の短時間スペクトルに対する乗算であり、これら乗算スペクトルを時間領域の信号に変換して出力することを特徴とする請求項1記載の多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項3】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号をチャンネル間で加算し、その加算受信信号と1チャンネルの受信信号とのパワー比をそれぞれ所定時間毎に算出し、この逐次算出するパワー比の内、最小値をエコー経路結合量として保持し、そのエコー経路結合量を上記加算受信信号に乗算してエコー信号を推定し、上記受信信号のパワーから上記エコー信号のパワーを差し引いたパワー値を、受信信号のパワーで規格化してエコー抑圧ゲインを算出し、このエコー抑圧ゲインを上記受信信号に乗算することを特徴とする多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項4】 上記加算受信信号と上記受信信号をそれぞれ短時間スペクトルに変換し、上記エコー経路結合量は、短時間スペクトルのエコー経路結合量であり、上記エコー信号は上記短時間スペクトルのエコー信号であり、上記エコー抑圧ゲインは短時間スペクトルのエコー抑圧ゲインであり、上記エコー抑圧ゲインと受信信号の乗算は短時間スペクトルのエコー抑圧ゲインと短時間スペクトルの受信信号との乗算であり、このスペクトル乗算結果を時間領域の信号に変換することを特徴とする請求項3記載の多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項5】 上記各チャンネルの受信信号と上記受信信

号との相互相関を求めることにより、各チャンネルのエコー経路伝搬遅延量を推定し、

これら推定した各チャンネルのエコー経路伝搬遅延量に応じて対応するチャンネルの受信信号を遅延し、これら遅延した受信信号を上記受信信号として用いることを特徴とする請求項1乃至4の何れかに記載の多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項6】 上記エコー抑圧ゲインの算出において、上記エコー抑圧ゲインの算出において、上記エコー信号のパワーとしてマスキングしきい値を差し引いたパワー値を用いることを特徴とする請求項1乃至5の何れかに記載の多チャンネル反響抑圧方法。

【請求項7】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号と、1つの受信信号が入力され、受信信号から受信信号によるエコー成分を抑圧した信号を出力する反響抑圧装置において、各チャンネル毎の受信信号と上記受信信号とがそれぞれ入力され、各チャンネル毎の受信信号と受信信号のパワー比を所定時間毎に算出し、これら逐次算出する各チャンネルのパワー比の内、時刻にわたって最小値を保持し、そのチャンネルのエコー経路結合量として出力するN個のエコー結合量計算部と、

各チャンネルごとの上記エコー経路結合量と受信信号がそれぞれ入力され、これらを互いに乗算してエコー信号をそれぞれ出力するN個のエコー推定部と、

これらN個のエコー推定部よりの各エコー信号と受信信号とがそれぞれ入力され、受信信号のパワーから各エコー信号のパワーを差し引いたパワー値を、受信信号のパワーで規格化してエコー抑圧ゲインを出力するN個のエコー抑圧ゲイン算出部と、

これらN個のエコー抑圧ゲイン算出部からの各エコー抑圧ゲインと上記受信信号が入力され、これらエコー抑圧ゲインを受信信号に乗算して上記エコー成分を抑圧した信号を出力するエコー抑圧部とを具備する多チャンネル反響抑圧装置。

【請求項8】 Nチャンネル（Nは2以上の整数）の受信信号と、1つの受信信号が入力され、受信信号から受信信号によるエコー成分を抑圧した信号を出力する反響抑圧装置において、

Nチャンネルの受信信号が入力され、これらをチャンネル間で加算して1つの加算受信信号として出力する加算部と、

上記加算受信信号と上記受信信号が入力され、これらのパワー比を所定時間毎に算出し、これら逐次算出するパワー比の内最小値を保持し、エコー経路結合量として出力するエコー結合量計算部と、

上記エコー経路結合量と上記加算受信信号が入力され、これらを互いに乗算してエコー信号を出力するエコー推定部と、

上記エコー信号と上記受信信号とが入力され、受信信号

のパワーからエコー信号のパワーを差し引いたパワー値を、受信信号のパワーで規格化してエコー抑圧ゲインを出力するエコー抑圧ゲイン算出部と、上記エコー抑圧ゲインと上記受信信号が入力され、これらを互いに乗算して、上記エコー成分を抑圧した信号を出力するエコー抑圧部とを具備する多チャネル反響抑圧装置。

【請求項9】 請求項1乃至6の何れかに記載の方法をコンピュータにより実行させるプログラム。

【請求項10】 請求項9記載のプログラムを記録したコンピュータ読み出し可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、音声会議、TV会議などにおいて一つの音響空間内に複数のスピーカと少なくとも一つのマイクロホンが配された拡声通話系等において、エコー信号を抑圧する多チャネル反響抑圧方法、反響抑圧装置、反響抑圧プログラム及びその記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】 図4に、拡声通話系の一例を示す。送話者110の発声した送話音声は、送話用マイクロホン101、送話信号増幅器105、伝送路109、受信信号増幅器108、受信スピーカ104を経て受話者111に伝わる。同様に送話者111の発声した送話音声は送話用マイクロホン103、送話信号増幅器107、伝送路109、受信信号増幅器106、受信スピーカ102を経て受話者110に伝わる。

【0003】 この拡声通話系は、従来の電話通話系のように送受話器を手を持つ必要がないため、作業をしながらの通話が可能であったり、また、自然な対面通話が実現できるという長所を持ち、通信会議やテレビ電話、拡声電話機などに広く利用が進められている。しかしながら、上述した拡声通話系の欠点として、エコーの存在が問題となっている。即ち、図4において、スピーカ104から受話者111に伝わった音声、マイクロホン103にも受信され、送話信号増幅器107、伝送路109、受信信号増幅器106、スピーカ102を経て送話側で再生される。送話者110にとって、この現象は、自分の発声した音声、スピーカ102から再生されるというエコー現象であり、音響エコーなどと呼ばれている。このエコー現象は、拡声通話系において通話の障害や不快感などの悪影響を生じる。

【0004】 さらに、スピーカ102から再生された音は、マイクロホン101で受信されて信号の閉ループを形成し、そのループゲインが1より大きい場合にはハウリング現象が発生して、通話は不能となる。このような拡声通話系の問題点を解決するために、反響消去装置（エコーキャンセラ）が利用されている。エコーキャンセラは適応フィルタ部、非線形エコー抑圧処理部のどち

らか、もしくはそれらを組み合わせて構成される。ここで、非線形エコー抑圧処理は、音声スイッチやセンタクリッパなどの、適応フィルタ（線形処理）以外のエコー抑圧処理を指す。適応フィルタ、非線形エコー抑圧処理に関しては、辻井重男監修の「エコーキャンセラ技術」（日本工業技術センター、昭61）などが詳しい。また、ITUの勧告P201、P204、G165、G167などにも、構成および要求性能が提示されている。これらの処理によって、比較的静かな環境で利用する従来の通信会議やテレビ電話、拡声電話機などは、十分な通話品質を保証することが可能であった。

【0005】 しかし、昨今、拡声通話の利用形態が拡大している。例えば、高騒音下の自動車内でのハンズフリー通話や、伝送遅延の大きいパケット網を用いたデスクトップテレビ会議、残響の大きい講堂を用いる遠隔講義などが挙げられる。このような利用環境においては、従来の適応フィルタや非線形エコー抑圧処理では、十分な通話品質の保証が困難となっている。高騒音下では、適応フィルタは一般的にエコー経路のインパルス応答を十分に推定することが困難となる。適応フィルタのフィルタ係数長（タップ長）は、エコー経路の残響時間に基づいて設定される。したがって、残響時間が長い場合は、より多くのタップ長が必要となり、収束速度の低下や装置のハードウェア規模の増大を招く。さらに、伝送遅延が大きい場合には、エコーがより聞こえやすくなり、適応フィルタだけでは消去しきれない残留エコーが通話品質の劣化を引き起こす。

【0006】 これに対して、非線形エコー抑圧処理は、挿入損失の制御などにより大きくロバストにエコー抑圧できる利点がある。しかし、エコーと同時に送話音声が存在する場合は、それらを区別なく抑圧してしまうために、送話音声に歪みや、音の途切れを引き起こしてしまうといった問題が発生してしまう。すなわち、非線形エコー抑圧処理は、双方向同時通話（ダブルトーク）時に、通話品質の劣化を引き起こすという問題がある。以上のような問題に対し、周波数領域のエコー抑圧方法が特開平11-331046号公報に提案されている。その抑圧方法について、図5を用いて簡単に説明する。なお、該エコー抑圧方法は受信信号 $x(k)$ および、マイクロホン103からの送信信号（エコー重畳信号） $y(k)$ をそれぞれ、高速フーリエ変換部201および202で高速フーリエ変換して、信号の短時間スペクトル $X(\omega)$ 、 $Y(\omega)$ をそれぞれ求める。片側発話状態検出部204に受信信号 $x(k)$ 送信信号 $y(k)$ を入力して、受信信号 $x(k)$ だけが入力される状態か否かを検出する。そして、受信信号だけが入力されている片側発話状態の場合に、先に変換した受信信号スペクトルおよび送信信号スペクトル（この場合、エコー信号スペクトル）の各パワー $PX(\omega)$ 、 $PY(\omega)$ （ $=PE(\omega)$ ）から、エコー経路結合量計算回路205におい

て、推定エコー経路結合量  $PHe(\omega) = PY(\omega) / PX(\omega)$  を計算する。

【0007】エコー信号パワー計算部206で、受信信号パワー  $PX(\omega)$  に推定エコー経路結合量  $PHe(\omega)$  を乗じて、予測エコー信号パワー  $PEe(\omega)$  を計算する。その計算された予測エコー信号パワー  $PEe(\omega)$  と、受信信号および送信信号の各短時間スペクトル  $X(\omega)$ 、 $Y(\omega)$  を用いて、エコー抑圧ゲイン決定部207において、送信信号  $y(k)$  に重畳されたエコー信号  $b(k)$  の割合に基づいてエコー抑圧ゲイン  $G$  を計算する。このエコー抑圧ゲイン  $G(\omega)$  を、エコー抑圧部208において、送信信号（エコー重畳信号）スペクトル  $Y(\omega)$  に乗じることにより、エコーを抑圧した処理信号スペクトル  $Se(\omega)$  が得られ、処理信号スペクトル  $Se(\omega)$  を逆高速フーリエ変換部203で逆フーリエ変換することにより、エコー信号  $b(k)$  を抑圧し送信信号  $s(k)$  を強調した時間信号  $se(k)$  が得られる。

【0008】この方法を用いると、エコーが重畳された送信信号  $y(k)$  からエコー信号  $b(k)$  だけを抑圧し、送信信号  $s(k)$  だけを強調し、相手側に送信することができる。すなわち、非線形エコー抑圧処理でありながら、ダブルトーク時にも送信信号  $s(k)$  が途切れることなく、エコー信号  $b(k)$  だけを抑圧することが可能となる。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】 上述したように、従来の方法では、エコー経路結合量を計算するために、片側発話状態検出部により、受話のみしている状態を検出する必要がある。この片側発話状態を誤検出すると、エコー抑圧ゲイン  $G(\omega)$  が不正確なものとなり、通話品質が劣化するおそれがあった。また従来の方法の一つの音響空間に複数のスピーカと一つのマイクロホンが存在する系やステレオ音声会議のように、一つの音響空間に複数スピーカと複数のマイクロホンとが存在する系のような多チャンネル系についての反響消去については示されていない。

【0010】この発明の目的は多チャンネル系において、片側発話状態の誤検出による通話品質の劣化が生じるおそれのない多チャンネル反響抑圧方法、その装置、そのプログラム及びその記録媒体を提供することにある。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】 この第1の発明によれば、 $N$ チャンネル（ $N$ は2以上の整数）の受信信号と受信信号との各チャンネル毎のパワー比をそれぞれ、所定時間毎に算出し、これら逐次算出する各チャンネルのパワー比の内、時刻にわたって最小値を各チャンネルの受信信号のエコー経路結合量とし、この各エコー経路結合量を対応チャンネルの受信信号にそれぞれ乗算して $N$ 個のエコー信号を推定し、これら $N$ 個のエコー信号のパワーを受信

信号のパワーからそれぞれ差し引いた $N$ 個のパワーを、受信信号のパワーでそれぞれ規格化して $N$ 個のエコー抑圧ゲインを算出し、これら $N$ 個のエコー抑圧ゲインを受信信号に乗算してエコーを抑圧する。

【0012】この第2の発明によれば、 $N$ チャンネル（ $N$ は2以上の整数）の受信信号をチャンネル間で加算して一つの加算受信信号とし、この加算受信信号と受信信号とのパワー比を所定時間毎に算出し、これら逐次算出するパワー比の内、最小値をエコー経路結合量とし、このエコー経路結合量を加算受信信号に乗算してエコー信号を推定し、このエコー信号のパワーを受信信号のパワーから差し引いたパワーを受信信号のパワーで規格化してエコー抑圧ゲインを算出し、このエコー抑圧ゲインを受信信号に乗算してエコーを抑圧する。

【0013】第1、第2の発明の何れにおいても、多チャンネル系において、片側発話状態を検出することなく、エコー経路結合量を求めることができ、片側発話状態の誤検出に基づく、通話品質劣化が生じるおそれがない。このようにエコー経路結合量を最小値保持により求めても、両側発話（ダブルトーク）の状態が長く続き、その間にエコー経路結合量が大きく変わることは、装置利用の実際上ほぼないことが判明しており、問題はない。なおエコー経路は時間的に非定常であるから、ある程度時間が経つと保持している最小値エコー経路結合量をクリアして初期値に戻すようにすればよい。この初期に戻す時間は利用環境に応じ、つまりエコー経路の変化する頻度にあわせて設定する。

#### 【0014】

【発明の実施の形態】 以下図面を参照してこの発明の実施形態を説明する。図1にこの発明の第1の実施形態を示す。この第1の実施形態は同一音響空間に複数のスピーカと一つのマイクロホンが配置された場合であり、図1では2個のスピーカ1041と1042を用いた例を示す。第1チャンネルの受信信号  $x_1(k)$  はスピーカ1041で再生され、第2チャンネルの受信信号  $x_2(k)$  はスピーカ1042で再生され、これらスピーカ1041、1042で再生された音声はエコー経路6011、6012をそれぞれ伝搬してエコー信号  $b_1(k)$ 、 $b_2(k)$  としてマイクロホン103で受信される。 $b_1(k)$ 、 $b_2(k)$  などの各  $k$  は整数であって離散時間を表す。このマイクロホン103には話者の音声を送信信号  $s(k)$  として受信される。従ってマイクロホン103にはエコー信号  $b_1(k)$ 、 $b_2(k)$  と送信信号  $s(k)$  が重畳されてエコー重畳信号（受信信号） $y(k)$  が出力される。

【0015】このエコー重畳信号  $y(k)$  はエコー経路遅延推定部3021、3022に入力され、エコー経路遅延推定部3021、3022には受信信号  $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$  もそれぞれ入力され、エコー経路遅延推定部3021、3022はそれぞれ受信信号  $x_1(k)$ 、 $x$

2(k)とエコー重畳信号y(k)の相関係数(相互相関関数)が計算され、その各最大値となる遅延量から、エコー経路6011、6012の伝搬遅延量 $\Delta T_1$ 、 $\Delta T_2$ が推定される。エコー経路遅延推定部3021、3022で推定された遅延量 $\Delta T_1$ 、 $\Delta T_2$ は遅延部3031、3032に設定され、遅延部3031、3032でそれぞれ受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ が設定された遅延量だけ遅延される。なお遅延部3031、3032としては例えばFIRフィルタで構成し、遅延時間(量)と対応したフィルタ係数の値を1とし、他のタップの重みを0とする。

【0016】この実施形態では信号を周波数領域に変換して処理する例である。つまり遅延部3031、3032でそれぞれ遅延された受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ はそれぞれ周波数領域変換部2011、2012で例えば高速フーリエ変換(FFT)により短時間スペクトル(周波数領域信号) $X_1(\omega)$ 、 $X_2(\omega)$ に変換され、同様にエコー重畳信号y(k)も周波数領域変換部202で短時間スペクトル $Y(\omega)$ に変換される。 $\omega$ は各角周波数を示す。ここで短時間とは例えば32msから64ms(8kHzサンプリングで256タップから512タップに対応)程度が好ましい。このことはこの程度の時が主観評価実験結果から処理品質として良いことを確認したからである。

【0017】エコー結合量推定部3041において周波数領域変換部2011からの受話信号 $X_1(\omega)$ 及び周波数領域変換部202からのエコー重畳信号 $Y(\omega)$ を用いて、エコー重畳信号 $Y(\omega)$ の受話信号 $X_1(\omega)$ に対するパワー比の最小値を更新することにより、エコー経路6011のエコー経路結合量を算出してこれを出力する。以下、エコー結合量推定部3041が行うエコー経路結合量算出処理について詳しく説明する。

【0018】エコー経路結合量は、エコー経路6011へ入力される信号と、エコー経路6011を伝搬した後の信号とのパワー比( $P_{y1}/P_{x1}$ )である。即ち、信号の遅延を考慮すると、遅延部3031で遅延された\*

$$P_{se}(\omega) + P_d(\omega) = G_1(\omega) \cdot P_Y(\omega) \quad (1)$$

$$P_Y(\omega) = P_s(\omega) + P_{B1}(\omega)$$

$P_d(\omega)$ はエコー信号 $P_{B1}(k)$ 以外の可聴信号、例えば、送信者側の受話信号 $x(k)$ 、受話者側の送話信号 $s(k)$ 、周期騒音、回線雑音などの周波数領域信号が形成するマスキングしきい値(レベル)を示す。なお、マスキングしきい値 $P_d(\omega)$ は、ノイズによるマスキングしきい値から算出可能である。送話信号 $s(k)$ のマスキングしきい値は、所定の期間毎に推定することは不※

$$P_{se}(\omega) + P_d(\omega) = G_1(\omega) \cdot (P_s(\omega) + P_{B1}(\omega)) \quad (2)$$

上記式(2)をエコー抑圧ゲイン $G_1$ についての式にすると、

$$G_1(\omega) = (P_{se}(\omega) + P_d(\omega)) / (P_s(\omega) + P_{B1}(\omega))$$

$$= (P_Y(\omega) - P_{B1}(\omega) + P_d(\omega)) / P_Y(\omega) \quad (3)$$

とすることができる。

\*受話信号 $x_1(k)$ に対する出力信号であるエコー信号 $b_1(k)$ のパワー比である。同様にエコー経路6012のエコー経路結合量は $P_{y2}/P_{x2}$ である。しかしながら、エコー信号 $b_1(k)$ を独立に抽出することは不可能であるため、遅延を考慮した受話信号 $x_1(k)$ およびエコー重畳信号y(k)、この例では $X_1(\omega)$ および $Y(\omega)$ を用いてエコー経路結合量を算出する。即ち、所定期間毎、例えばFFTの時間幅毎にエコー重畳信号のパワー $P_Y(\omega)$ の受話信号のパワー $P_{X1}(\omega)$ に対する比を算出し、前回取得した比と今回取得した比とを比較して、小さい方をエコー経路結合量とする。即ち、エコー結合量推定部3041は、今まで取得したエコー重畳信号と受信信号のパワー比 $P_Y(\omega)/P_{X1}(\omega)$ において、一番小さい値をエコー経路結合量として保持する。エコー結合量推定部3042も同様にエコー重畳信号 $Y(\omega)$ と受話信号 $X_2(\omega)$ のパワー比 $P_Y(\omega)/P_{X2}(\omega)$ によりエコー経路6012のエコー経路結合量を求める。

【0019】エコー推定部3101において受話信号 $X_1(\omega)$ に、エコー結合量計算部3041からのそのエコー経路結合量 $P_Y(\omega)/P_{X1}(\omega)$ を乗算して、エコー経路6011からのエコー信号 $B_{e1}(\omega)$ を推定する。同様にエコー推定部3102において受話信号 $X_2(\omega)$ に、エコー結合量計算部3042からのそのエコー経路結合量 $P_Y(\omega)/P_{X2}(\omega)$ を乗算してエコー経路6012からのエコー信号 $B_{e2}(\omega)$ を推定する。エコー抑圧ゲイン算出部3051では、エコー重畳信号(受信信号) $Y(\omega)$ および推定エコー信号 $B_{e1}(\omega)$ を用いて、エコー抑圧ゲイン $G_1(\omega)$ を算出する。この例では推定したエコー信号 $B_{e1}(\omega)$ を、それ以外の可聴信号によって形成されるマスキングしきい値以下に抑圧するためのエコー抑圧ゲイン $G_1(\omega)$ を算出する。

【0020】以下、エコー抑圧ゲイン算出部3051が行うエコー抑圧ゲイン算出処理について説明する。エコー抑圧ゲイン算出部3051は、以下に示す式(1)を満たすようなエコー抑圧ゲイン $G_1$ を算出する。

※可能であるため、長時間の特性は予め実験的に得られた所望のエコー抑制ゲインの主観評価から推定する。

【0021】ここで、上記関係式を満たすエコー抑圧ゲイン $G_1$ を算出する方法は各種存在するが、この実施形態ではウィナーフィルタリングに準じた解法で求める場合について説明する。上記式(1)は、式(2)のように表せ、

$$P_{se}(\omega) + P_d(\omega) = G_1(\omega) \cdot (P_s(\omega) + P_{B1}(\omega)) \quad (2)$$

上記式(2)をエコー抑圧ゲイン $G_1$ についての式にすると、

$$G_1(\omega) = (P_{se}(\omega) + P_d(\omega)) / (P_s(\omega) + P_{B1}(\omega))$$

$$= (P_Y(\omega) - P_{B1}(\omega) + P_d(\omega)) / P_Y(\omega) \quad (3)$$

【0022】上記式(3)において、 $P_{B1}(\omega)$ は推定

9  
エコー信号  $B_{e1}(\omega)$  のパワー、 $P_{se}(\omega)$  はエコー重畳信号  $Y(\omega)$  のパワーから上述の推定エコー信号  $B_{e1}(\omega)$  のパワーを引いた推定音声信号  $S_e(\omega)$  のパワーである。つまり推定エコー信号  $B_{e1}(\omega)$  のパワー  $P_{B_{e1}}(\omega)$  からマスキングしきい値  $P_d(\omega)$  を差し引いた値を、エコー重畳信号 (収音信号) のパワー  $P_Y(\omega)$  から差し引き、その差し引いた値を、エコー重畳信号のパワ \*

$$G_2(\omega) = (P_Y(\omega) - P_{B_{e2}}(\omega) + P_d(\omega)) / P_Y(\omega) \quad (4)$$

エコー抑圧ゲイン算出部3051, 3052 でそれぞれ算出されたエコー抑圧ゲイン  $G_1(\omega)$ ,  $G_2(\omega)$  はこの例ではエコー抑圧部2081 でエコー重畳信号  $Y(\omega)$  に  $G_1(\omega)$  が先ず乗算されて、エコー信号  $B_1(\omega)$  が抑圧され、更にそのエコー抑圧部2081 の出力に対し、エコー抑圧部2082 で  $G_2(\omega)$  が乗算されてエコー信号  $B_2(\omega)$  が抑圧される。これらエコー信号  $B_1(\omega)$ ,  $B_2(\omega)$  が抑圧された信号  $s_e(\omega)$  は時間領域重畳部203で例えば逆高速フーリエ変換 (IFFT) により時間領域信号に変換されて出力される。この出力信号  $s_e(k)$  はエコー重畳信号  $y(k)$  のエコー信号  $b_1(k)$  及び  $b_2(k)$  が抑圧され、マイクロホン103に入力された送話信号  $s(k)$  にできるだけ近い信号となる。なおエコー抑圧部2081 と2082 の順は何れをマイクロホン103側にしてもよい。

【0024】図2にこの第2の発明の実施形態を示し、図1と対応する部分に同一参照符号を付けてある。同一音響空間に複数のスピーカ1041 ~ 104N が設けられ、また複数のマイクロホン1031 ~ 103M が設けられている場合である。図1に示した構成では、各チャネルごとに周波数領域変換部、エコー結合量計算部、エコー推定部、エコー抑圧ゲイン算出部、エコー抑圧部の組を設ける必要があり、チャネル数が増えると、ハードウェアの規模が大きくなる、ソフトウェアで処理しても、処理時間が長くなる。図2に示す実施形態はこの点を改善したものである。マイクロホン1031 からのエコー重畳信号 (収音信号)  $y(k)$  に対しエコー抑圧する構成を示す。

【0025】各チャネルの受話信号  $x_1(k) \dots x_N(k)$  とエコー重畳信号 (収音信号)  $y(k)$  とを用いて、エコー経路遅延推定部3021 ~ 302N で、スピーカ1041 ~ 104N からマイクロホン103に達する各エコー経路の遅延量 (時間) が推定され、その推定された遅延時間が遅延部3031 ~ 303N それぞれ設定され、受話信号  $x_1(k) \dots x_N(k)$  はそれぞれ遅延部3031 ~ 303N で遅延される。これら遅延部3031 ~ 303N で遅延された受信信号は加算部401で加算され、この加算信号  $x_A(k)$  は周波数領域変換部201で周波数領域信号  $X_A(\omega)$  に変換される。マイクロホン1031 からのエコー重畳信号も周波数領域変換部202で周波数領域信号  $Y(\omega)$  に変換される。エコー結合量計算部304でこれら周波数領域信号  $X_A(\omega)$ ,  $Y(\omega)$  の短

\*  $P_Y(\omega)$  で規格化しエコー抑圧ゲイン  $G_1(\omega)$  を算出する。同様にエコー抑圧ゲイン算出部3052 は、推定エコー信号  $B_{e2}(\omega)$ 、エコー重畳信号 (収音信号)  $Y(m)$  を用いて、式 (4) によりエコー抑圧ゲイン  $G_2(\omega)$  を算出する。

【0023】

時間毎のパワー比  $P_Y(\omega) / P_{XA}(\omega)$  が計算され、その最小値の更新を行い、その最小値をエコー経路結合量として出力される。このエコー経路結合量を加算受話信号  $X_A(\omega)$  にエコー推定部310で乗算されて、エコー信号が推定される。この推定エコー信号とエコー重畳信号  $Y(\omega)$  とを用いてエコー抑圧ゲイン算出部305で例えば式 (3) と同様な計算が行われてエコー抑圧ゲイン  $G(\omega)$  が計算される。このエコー抑圧ゲイン  $G(\omega)$  がエコー重畳信号  $Y(\omega)$  に対してエコー抑圧部208で乗算されて、重畳されているエコー信号が抑圧され、その乗算出力  $S_e(\omega)$  は時間領域変換部203で時間領域信号  $S_e(k)$  に変換されて出力される。

【0026】このマイクロホン1031 からのエコー重畳信号 (収音信号) に対する反響抑圧装置4001 と同様の構成の反響抑圧装置4002 ~ 400M が設けられ、反響抑圧装置4002 に受話信号  $x_1(k) \dots x_N(k)$  とマイクロホン1032 からのエコー重畳信号とを入力してエコー抑圧された信号  $s_{e2}(k)$  を出力し、反響抑圧装置400M は受話信号  $x_1(k) \dots x_N(k)$  とマイクロホン103M からのエコー重畳信号とを入力してエコー抑圧された信号  $s_{eM}(k)$  を出力する。なお各スピーカ1041 ~ 104N からマイクロホン1031 へのエコー経路の伝搬遅延量がそれぞれスピーカ1041 ~ 104N から他のマイクロホン1032 ~ 103M へのエコー経路の伝搬遅延量と近似できる場合は反響抑圧装置4002 ~ 400M においてはエコー経路遅延推定部302、遅延部303を省略して、図中に破線で示すように、反響抑圧装置4001 内の加算部401の加算受話信号  $x_A(k)$  又は周波数領域変換部201の周波数領域信号  $X_A(\omega)$  を反響抑圧装置4002 ~ 400M へ供給し、受話信号  $x_1(k) \dots x_N(k)$  の供給を行わなくてもよい。

【0027】図1及び図2においてエコー結合量計算やエコー推定において、エコー経路での伝搬遅延量が、エコー抑圧処理に大きく影響を与えない程度、例えば周波数領域信号に変換して処理する場合に、その変換フレーム長以内、つまり残響時間が比較的短い場合はエコー遅延量推定部302、遅延部303を省略してもよい。これらを省略する場合は破線で示すように1つの反響抑圧装置、例えば4001 の周波数領域変換部201からの加算受話信号  $X_A(\omega)$  を他の反響抑圧装置4002 ~ 400M へ供給し、これら装置4002 ~ 400M は加



算部401及び周波数領域変換部201を省略し、より簡略化することもできる。

【0028】図1及び図2に示した例において、エコー抑圧ゲイン算出部305<sub>1</sub>、305<sub>2</sub>、305の計算はマスキングしきい値 $P_d(\omega)$ を省略してもよい。しかしこの場合は正しくエコー信号を推定できればよいが、この推定値に誤差が生じると、求めたエコー抑圧ゲインの正しいものとならず、送出される送話信号 $se(k)$ に歪みが生じるおそれがある。この点でマスキングしきい値 $P_d(\omega)$ を用いてマスキングしきい値以下のエコーの残留を許容した方が通話品質を向上させることができる。

【0029】また図1及び図2においては、信号を周波数領域に変換して処理したが、これら図において周波数領域変換部201<sub>1</sub>、201<sub>2</sub>、201、202、時間領域変換部203を省略し、図中に破線で示すように、これら変換部を通過して接続し、時間領域の信号の状態でもよい。つまり受話信号 $x_1(k) \cdots x_N(k)$ 、エコー重畳信号 $y(k)$ についてその短時間毎の、例えば各サンプル毎のパワー比 $P_y(k)/P_{x1}(k)$ 、 $P_y(k)/P_{x2}(k)$ を求め、その最小値を更新して、各エコー経路結合量を計算し、各エコー経路結合量を受話信号 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ に乘算してエコー信号 $be_1(k)$ 、 $be_2(k)$ を推定し、推定エコー信号 $be_1(k)$ 、 $be_2(k)$ のパワー $P_{be1}$ 、 $P_{be2}$ エコー重畳信号 $y(k)$ のパワー $P_y$ からそれぞれエコー抑圧ゲイン $G_1$ 、 $G_2$ を式(3)と同様な式により計算し、このエコー抑圧ゲイン $G_1$ 、 $G_2$ をエコー重畳信号 $y(k)$ に乘算して、エコー抑圧された信号 $se(k)$ を得る。図2の場合も、受話信号 $x_1(k) \cdots x_N(k)$ を加算してその加算受話信号 $x_A(k)$ とエコー重畳信号 $y(k)$ とについて同様に時間領域信号の状態でもよい。なお当然のことであるが処理量あるいはハードウェア規模が大きくなるが、周波数領域に変換して処理した方が、高精度の処理ができ通話品質も向上する。

【0030】なお先に述べたように何れの場合もエコー結合量計算部では音響経路の変化頻度などに合せて定期

的に保持していた最小値をクリアさせてエコー経路結合量の計算を新たに行うようにする。この発明による反響抑圧装置を従来の適応フィルタ(線形処理)形多チャネルエコーキャンセラと併用して用いることもできる。例えば、図3に示すようにマイクロホン103<sub>1</sub>からのエコー重畳信号 $y(k)$ を、受話信号 $x_1(k) \cdots x_N(k)$ を用いて多チャネル適応フィルタ形エコーキャンセラ500で処理して、ある程度エコー信号を消去し、その残留エコー信号を含む送話信号を、図1に示した又は図2に示した反響抑圧装置600に入力して、その残留エコー信号を更に抑圧するようにしてもよい。

【0031】図1及び図2に示した実施形態はコンピュータによりプログラムを実行させて機能させてもよい。その場合のプログラムはCD-ROM、フロッピー(登録商標)ディスク、磁気ディスクなどのコンピュータにより読み出し可能な記録媒体に記録したもの、または通信回線を介して送られたプログラムコンピュータ内のRAMにダウンロードして使用される。

【0032】

20 【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、多チャネル系において、片側発話状態を検出することなく、エコー経路結合量を求めることができ、片側発話状態の誤検出に基づく通話品質劣化は生じない。この発明におけるエコー経路結合量の計算は常に行っているが、両側発話(ダブルトーク)が長時間続き、その間にエコー経路結合量が大きく変えることはなく、良好な通話品質が保たれる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の発明の実施形態の機能構成を示す図。

30 【図2】第2の発明の実施形態の機能構成を示す図。

【図3】この発明による反響抑圧装置を、適応フィルタ形エコーキャンセラと併用した例を示す図。

【図4】一般的な拡声通話の一例を示す図。

【図5】従来の周波数領域で処理する反響抑圧装置の機能構成を示す図。

【図1】

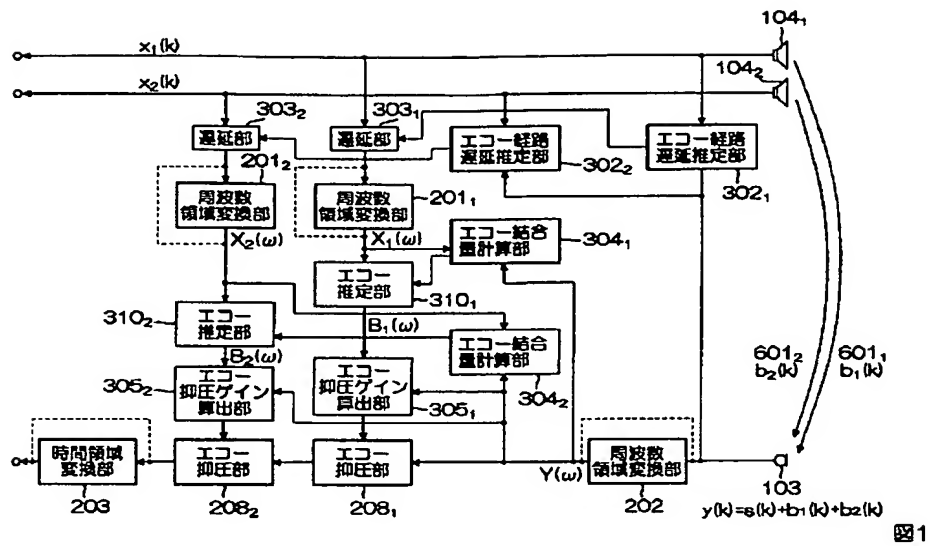


図1

【図2】

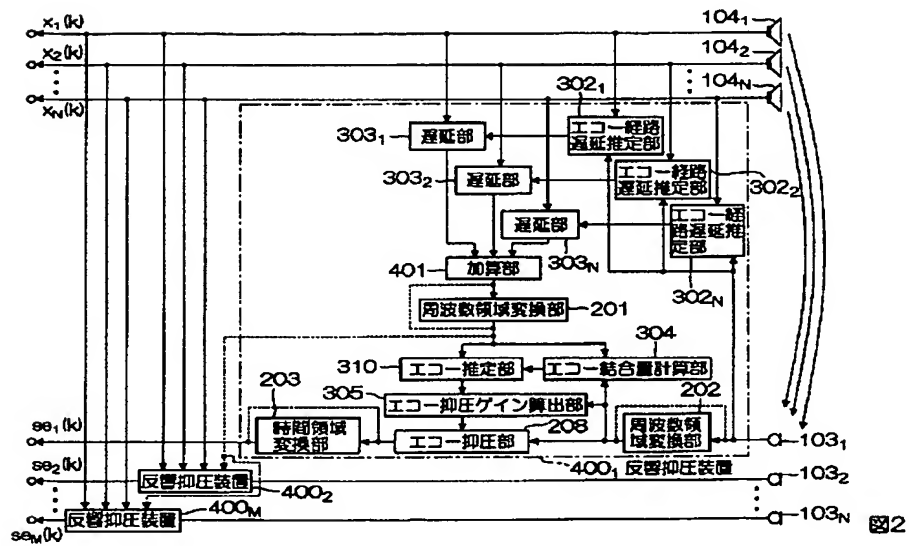


図2

【図3】

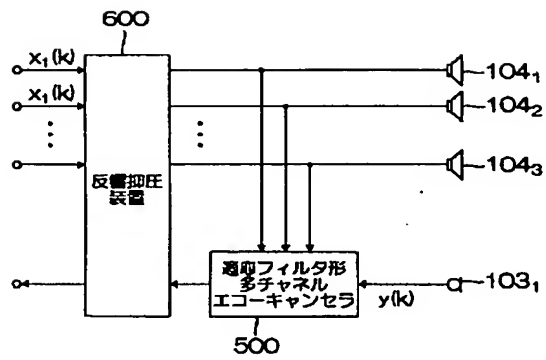


図3

【図4】

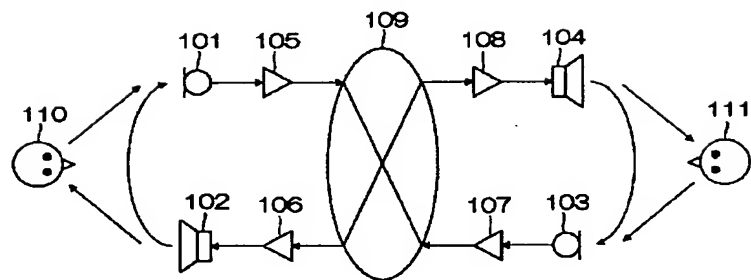


図4

The diagram illustrates the internal components and signal flow of a stereo receiver. The system includes the following blocks and their interconnections:

- 104 (Speaker):** Receives the transmitted signal  $y(k)$  and outputs sound.
- 103 (Summing Junction):** Combines the transmitted signal  $y(k)$  with the decoded signals  $s(k)$  and  $b(k)$  to produce the final output signal  $s(k) + b(k)$ .
- 204 (Stereo Decoder Status Output):** Outputs the decoded signals  $s(k)$  and  $b(k)$ .
- 205 (Stereo Decoder Path Calculation):** Receives the received signal  $x(k)$  and the feedback signal  $Y$  to calculate the path coefficients  $P_{Le}$  and  $P_{Re}$ .
- 206 (Stereo Decoder Signal Calculation):** Receives the received signal  $x(k)$  and the path coefficients  $P_{Le}$  and  $P_{Re}$  to calculate the decoded signals  $s(k)$  and  $b(k)$ .
- 207 (Stereo Decoder Gain Determination):** Receives the received signal  $x(k)$  and the feedback signal  $Y$  to determine the gain  $G$ .
- 208 (Stereo Decoder Gain Processing):** Receives the gain  $G$  and the feedback signal  $Y$  to process the gain.
- 202 (High-Speed Fourier Transform):** Receives the received signal  $x(k)$  and the processed gain to perform the high-speed Fourier transform.
- 203 (Inverse High-Speed Fourier Transform):** Receives the transformed signal  $Se$  and performs the inverse high-speed Fourier transform to produce the final output signal  $s(k) + b(k)$ .

The signal flow is as follows: The received signal  $x(k)$  is input to blocks 202, 205, 206, and 207. The feedback signal  $Y$  is input to blocks 205, 206, 207, and 208. The path coefficients  $P_{Le}$  and  $P_{Re}$  are calculated by block 205 and used by block 206. The gain  $G$  is determined by block 207 and processed by block 208. The decoded signals  $s(k)$  and  $b(k)$  are output by block 204 and combined at block 103 to produce the final output signal  $s(k) + b(k)$ .

Fターム(参考) 5D020 CC06  
5K046 HH11 HH46 HH56 HH79